

⑫ 公開特許公報 (A) 平3-104326

⑤Int. Cl.⁵
H 04 B 7/10
H 01 Q 21/24

識別記号 B
厅内整理番号 8426-5K
9067-5J

⑬公開 平成3年(1991)5月1日

審査請求 有 請求項の数 8 (全9頁)

⑭発明の名称 適応偏波結合システム

⑮特 願 平2-236929
⑯出 願 平2(1990)9月6日

優先権主張 ⑰1989年9月6日 ⑲米国(US) ⑳403,427

⑭発明者	ジョージ・アイ・ツダ	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92635、フラー ン、ペロナ・ロード 1034
⑭発明者	ダン・イー・スナイダ ー	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 90638、ラ・ミラ ダ、ロス・フエンテス 14508
⑭出願人	ヒューズ・エアクラフ ト・カンパニー	アメリカ合衆国、カリフォルニア州 90045-0066、ロサ ンゼルス、ヒューズ・テラス 7200
⑭代理人	弁理士 鈴江 武彦	外3名

明細書

1. 発明の名称

適応偏波結合システム

2. 特許請求の範囲

(1) 単一信号源からの入力高周波信号に応答する偏波ダイバーシティ受信アンテナ構造と、第1の偏波センスの第1の受信された成分信号を与えるための第1のポートと、第2の偏波センスの第2の受信された成分信号を与えるための第2のポートとを具備している適応偏波アンテナシステムにおいて、

各第1および第2の受信成分信号の位相および振幅を適応して電子的に調整し、受信された信号の偏波にシステムの偏波を整合させるために单一の結合器出力ポートにおいて位相および振幅調整された信号を結合し、結合器出力ポートにおける信号の信号対雑音比を最大にする前記第1および第2の成分信号に応答する適応結合回路を具備していることを特徴とする適応偏波アンテナシステム。

(2) 前記適応結合回路は前記第1および第2のポートの信号の位相を適応等化する手段と、この位相等化された第1および第2のポートの信号を入力として受信して振幅が等しいが第1および第2のポートの信号の相対的振幅に応じた位相差を有する第1および第2のハイブリッド出力信号を出力する第1の90度ハイブリッド結合手段と、位相差が90度差があるように前記第1のハイブリッド出力を調整する手段と、第1および第2の入力ポートと少なくとも1つの出力ポートとを備え位相調整された第1のハイブリッド出力信号を結合して前記結合回路出力として第2のハイブリッド出力ポートに実質上すべての電力が現れるようにする第2の90度ハイブリッド結合手段とを具備している請求項1記載のアンテナシステム。

(3) 第1および第2のポートのサンプル信号に応答し、これら第1および第2のポートのサンプル信号の相対振幅を検出して前記相対振幅を示す振幅検出信号を出力する振幅検出手段と、前記第1および第2のポートのサンプル信号間の相対位

相違を検出して前記相対位相差を示す位相検出信号を出力する位相検出手段とを備えた校正回路を具備し、

前記結合回路は、前記第1および第2のポートの信号を受信して振幅が等しいが第1および第2のポートの信号の位相および振幅を調整するために前記振幅検出信号および位相検出信号に適応して応答する手段を備えている請求項1または2記載のアンテナシステム。

(4) 前記第1のポートを前記結合回路に結合して第1のポートのサンプル信号を供給するための第1の結合手段および第1の遅延手段と、

前記第2のポートを前記結合回路に結合して第2のポートのサンプル信号を供給するための第2の結合手段および第2の遅延手段とを具備し、

前記第2のハイブリッド結合手段は第2の出力ポートを備え、

アンテナシステムはさらに、前記適応結合回路の複製回路と、この複製回路の第2のハイブリッド結合手段の各出力ポートからの出力信号を入力

信号として受けて位相弁別器に対する2つの入力信号間の位相差のコサインおよび2つの入力信号の振幅の積に比例する第1の出力信号と、前記位相差のサインおよび前記積に比例する第2の出力信号とを出力する位相弁別器と、前記第1の位相弁別器出力信号により前記複製回路の前記第1のハイブリッド出力の相対位相を調整し、前記第2の位相弁別器出力信号により前記複製回路の前記第1および第2のポートのサンプル信号の位相を適応等化するために前記手段を制御するフィードバック手段とを具備し、このフィードバック手段は前記位相弁別器出力信号が前記位相調整手段および位相等化手段の調整におけるエラーに比例するよう閉ループ状態で動作する請求項2記載のアンテナシステム。

(5) 前記フィードバック手段はさらに前記第1の位相弁別器出力信号により前記適応結合回路の前記第1のハイブリッド出力信号の相対的位相を調整するために前記手段を制御し、また前記第2の位相弁別器出力信号により前記適応結合回路の

前記第1および第2のポートの信号の位相を適応等化するために前記手段を制御する請求項4記載のアンテナシステム。

(6) 前記第1および第2のポートの信号の位相を適応等化する手段は前記位相検出信号によって制御され、前記第1のハイブリッド出力の相対位相を調整する前記手段は前記振幅検出信号により制御される請求項2記載のアンテナシステム。

(7) 前記等化手段は少なくとも1つの可変位相シフト装置を含み、その設定は前記位相検出信号によって制御され、前記調整手段は少なくとも1つの可変位相シフト装置を含み、その設定は前記振幅位相検出信号によって制御される請求項6記載のアンテナシステム。

(8) 前記第1および第2の偏波のセンスは互いに直交している請求項1乃至7のいずれか1項記載のアンテナシステム。

3. 発明の詳細な説明

[産業上の利用分野]

この発明は、電磁波信号受信システムに関する

ものであり、特に受信アンテナの偏波が入来するRF信号のそれに整合し、それにより受信信号の信号対雑音比が最大にされる受信システムに関するものである。

[従来の技術]

多くの場合に受信信号の偏波は知られておらず、或いは電離層による減衰および反射、信号源と受信アンテナとの間の多重バス干渉または地理的関係により変化する可能性がある。ある場合には信号源における信号の偏波は一つの理由または別の理由で変化する可能性がある。

一般的に受信アンテナの偏波は入来する信号のそれと整合するようにされる。しかしながら受信信号の偏波が知られていないとき、或いは変化する傾向があるとき偏波ダイバースアンテナが一般に使用される。この形式のアンテナは2つの直交する直線偏波または円偏波信号を受信する。入来信号の最大受信のためにこれら2つの直交偏波成分は入来信号と相対的位相および振幅が整合しなければならない。一般的な場合である1つの成分

だけが使用される場合には、受信信号偏波が直交しているならば信号は受信されない。

受信信号がある相対位相を有する2つの直線成分に分解できることはよく知られている。換言すれば2つの直交直線偏波信号の相対的位相および振幅を調整することによって完全な偏波整合が行わることができる。入力偏波を整合する方法は高性能の宇宙通信システムのために考案されており、それにおいては遠隔の宇宙空間探査ロケットからの信号レベルはしばしば非常に微弱である。これらの方法は主として機械的偏波調整システムを使用している。直接関係はないけれど、偏波不整合方法は妨害(jammer)信号をゼロにするために使用されている。しかしながら、これらの方法は全て何等情報を失うことなく非常に短い時間に、すなわちパルスからパルスにわたって整合されるような偏波を要求していない。

【発明の解決すべき課題】

それ故、この発明の目的は、受信信号の信号対雑音比を最大にするために入力R.F.信号の偏波に

分に応答する適応結合回路を備え、第1および第2の信号成分のそれぞれの位相および振幅を電子的に調整するための手段および受信信号の偏波にシステムを偏波整合させ、および出力信号の信号対雑音比を最大にするために单一出力ポートにおいて調整された信号を結合する手段を具備している。

校正回路は2つの成分信号の相対振幅および位相を決定するために第1および第2の成分信号のサンプルに応答する。相対振幅および位相に応じた校正回路信号は入力信号の偏波に結合回路を調整して適応させるために使用される。

【実施例】

偏波ダイバーシティ受信アンテナは一般的に2つの直線偏波または2つの円偏波信号を受信する能力を有する。適当な振幅および位相でこれらの2つの直交偏波信号を調整することにより、偏波は入力信号の偏波に整合させることができる。一般にこれらの処理はいくらかの限られた時間を必要とし、受信機に信号の幾らかの損失を生じさせ

整合するよう受信アンテナの偏波を適応して、電子的に調整するシステムを提供することができる。

この発明の別の目的は、何等信号の予備知識または共同動作なしに、また何等信号情報を失うことなしに受信信号の偏波に電子的に適応する適応結合システムを提供することである。

この発明のさらに別の目的は、受信信号の偏波に電子的に適応し、広い瞬間的帯域幅にわたって動作し、連続波から非常に短いパルスまで広い範囲の受信パルス長を処理することのできる適応偏波結合システムを提供することである。

【課題解決のための手段】

この発明による適応偏波結合システムは受信アンテナ、好ましくは入力信号の直交偏波成分を構成する第1および第2の出力ポート信号を出力する偏波ダイバースアンテナを具備している。一般的にアンテナはそれぞれ第1および第2の偏波のセンスの第1および第2の信号成分を与える。

結合システムはさらに第1および第2の信号成

る。これらの信号の損失を回避するために、偏波整合が非常に迅速に、すなわち2つの直交偏波成分の振幅および位相を適応するように整合させる方法が必要となる。この処理は、任意の通信波形において情報が失われることがないように十分に迅速であり、レーダ信号では1つのパルスも失われることがなく、帯域幅が周波数ホッピング型の信号を処理できるように充分なものでなければならぬ。

入力信号に対する基本的な偏波整合の概念が第1図に示されている。重要な周波数帯域内の単一の信号源が2個の直交偏波入力ポートAおよびBを有する偏波ダイバーシティアンテナに入射されると仮定する。偏波ダイバーシティ受信アンテナシステムは例えば二重円偏波アンテナまたは二重直交直線偏波アンテナ構造のような二重偏波アンテナから構成される。入力ポートAおよびBにおける信号は任意の相対的振幅および位相を有することができる。したがってポートAにおける信号は振幅 A_1 および位相 θ_1 を有するものとして特徴

付けられている。ポートBにおける信号は振幅Bおよび位相 θ_2 を有するものとして特徴付けられている。

結合回路50は入力ポートAおよびBにおける信号の位相を位相 ϕ_1 および ϕ_2 だけそれぞれシフトさせる可変位相シフト装置52および54を備えている。位相シフト装置52および54の出力は90度ハイブリッド結合器56の入力に接続されている。ハイブリッド結合器56の2個の出力は可変位相シフト装置58および60を介して第2の90度ハイブリッド結合器62の各入力に接続されている。位相シフト装置58および60はそれぞれ ϕ_1 および ϕ_2 だけ位相を変化させる。第2の90度ハイブリッド結合器62の出力の1つ64は結合回路出力として取出され、他方の出力は整合負荷66に接続されている。

90度ハイブリッド結合器56および62の使用ならびに位相シフト装置52, 54, 58, および60の適当な設定により所望の出力ポート64において結合回路出力の全てを得て、負荷66には出力がない状態をえることが可能である。これはポートAおよび

または位相シフト装置58および60の1つだけを使用することが可能であり、2個の位相シフト装置使用するか否かの選択は特定のハードウェアの構成によって決定される。

第1図の回路50は一般的にポートAおよびBの信号の相対的位相を調整するための手段を構成し、そのためそれらは同位相にあり、等しい位相の信号を結合して出力ハイブリッド結合器62の2つの出力ポート間の信号分割を行う可変電力結合／分割回路が提供される。結合回路50と関連した偏波ダイバーシティアンテナは任意の偏波を有するとのできるアンテナシステムを構成する。入力信号の偏波にシステムを整合して結合回路の信号対雑音比を最大にするために結合回路50は等位相の信号の電力の全てが回路出力ポート64に送られるように調整される。

第1図に示された結合回路50は第2図の適応偏波結合システムにおいて使用される。アンテナシステム101は前述のように2個の出力ポートAおよびBを有する。AおよびBチャンネルは信号対

Bからの信号が第1のハイブリッド結合器56に同位相で入力されるように位相シフト値 ϕ_1 および ϕ_2 を設定することによって為される。その場合に第1のハイブリッド結合器56からの2個の出力は等振幅であるがポートAおよびBにおける入射信号の相対振幅に依存した位相差を有する。2個の等振幅信号は、第2の90度ハイブリッド結合器62に入力される信号が90度位相差であるが、依然として等振幅であるように位相シフト装置58および60により ϕ_1 および ϕ_2 だけ位相を変化される。第2の90度ハイブリッド結合器62はこれら2つの信号を、出力ポートに全電力が現れ、負荷ポートには電力が生じないように結合させる。この場合に出力ポート64における信号は次の大きさおよび角度の信号ベクトルの和である。

$$A/2 (\theta_1 + \phi_1 + \phi_2) +$$

$$A/2 (\theta_1 + \phi_1 + \phi_2 - 180^\circ) +$$

$$B/2 (\theta_2 + \phi_2 + \phi_1 - 90^\circ) +$$

$$B/2 (\theta_2 + \phi_2 + \phi_1 - 90^\circ)$$

位相シフト装置52および54の1つだけ、および、

雑音比(S/N)が維持されるようにシステム00によって処理される前に前置増幅器102および04によって増幅される。サンプル信号A'、B'は各方向性結合器106および108によって校正回路150に分離結合される。主信号AおよびBはミキサ110および112で局部発振器信号と混合されて主信号が1GHz領域に下方変換され、それぞれ遅延ライン114および116を通って校正のための時間を許容するように主信号が遅延され、結合回路の位相および振幅は校正回路150からの制御信号によって調整される。校正回路150の出力は結合回路50(第1図)の位相シフト装置52, 54, 58, 60の設定を制御する。別の方法としてサンプル信号A'およびB'は主信号を下方変換した後で分離結合されることもできる。

校正回路150は第3図に詳細に示されている。校正サンプル信号A'およびB'はそれぞれ3dBカプラ152および154に入力される。カプラ152および154の各出力からの信号は振幅検出回路156に結合される。振幅検出回路156は2つの

入力信号を受け、ライン158および159上に信号を出力し、それは入力信号の振幅に関係している。ライン158および159上の信号は校正回路の可変減衰回路160の減衰レベルを設定するために使用される。信号157および155はまた振幅検出回路156から出力され、結合回路50を構成する位相シフト装置52、64の値を設定する。

サンプル信号A'およびB'の相対的振幅に応じて振幅検出回路156によってA'チャンネル信号またはB'チャンネル信号のいずれが減衰されるかが決定され、それにより位相検出器170に入力される信号A''およびB''は振幅を等しくされる。位相検出器170への信号のレベルを最大にするためにA'チャンネル信号またはB'チャンネル信号の大きいほうだけが減衰される。

平衡された信号A'', B''は位相検出器170へ入力され、出力電圧（反転および非反転）は位相シフト装置52、64が主チャンネル結合回路50中で調整されなければならない量を決定する。幾つかの例について位相検出器の値 ϕ_1 , ϕ_2 （第1図）

の設定が以下に示されている。

例1. 信号Aチャンネルのみ（信号B=0）

振幅検出器156 信号157では最大電圧
 $\phi_1 = -90^\circ$, $\phi_2 = +90^\circ$
 チャンネルA' - 完全減衰

位相検出器170 ゼロ電圧
 $\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 0^\circ$

例2. 信号Bチャンネルのみ（信号A=0）

振幅検出器156 信号157ではゼロ電圧
 $\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 0^\circ$
 チャンネルB' - 完全減衰

位相検出器170 ゼロ電圧
 $\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 0^\circ$

例3. 信号A, Bチャンネル
 (同位相等振幅)

振幅検出器156 信号157では中間電圧
 $\phi_1 = -45^\circ$, $\phi_2 = 45^\circ$
 チャンネルB' - 完全減衰

位相検出器170 ゼロ電圧

$\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 0^\circ$

例4. 信号A, Bチャンネル

(同位相, A=0.707B)

振幅検出器156 信号157では最大電圧の
 約39%

$\phi_1 = -35.3^\circ$, $\phi_2 = +45.3^\circ$
 チャンネルB' - 部分的減衰
 (したがってA''=B'')

位相検出器170 ゼロ電圧

$\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 0^\circ$

例5. 信号A, Bチャンネル

(等振幅、位相不一致+180°)

振幅検出器156 信号157では中間電圧
 $\phi_1 = -45^\circ$, $\phi_2 = +45^\circ$

位相検出器170 最大

$\phi_1 = +90^\circ$, $\phi_2 = -90^\circ$

例6. 信号A, Bチャンネル

(等振幅、位相不一致+90°)

振幅検出器156 信号157では中間電圧
 $\phi_1 = -45^\circ$, $\phi_2 = +45^\circ$

位相検出器170 +電圧

$\phi_1 = +45^\circ$, $\phi_2 = -45^\circ$

システム100を構成する結合器、ハイブリッド、ミキサ、増幅器、位相シフト装置、および簡単な論理回路は通常の設計のものであり、さらに詳細に説明する必要はないであろう。

システム100を構成する部品の1つは遅延装置として使用される遅延ライン114および116である。一般に同軸ケーブル遅延ラインは必要な遅延が数ナノ秒乃至数百ナノ秒程度である場合に使用される。もっと大きい遅延が必要であれば、SAW装置が考えられる。しかしながら同軸ケーブル遅延ラインは大抵の用途に対して適しているものである。

校正回路60は、振幅検出器156、可変減衰回路160、および位相検出器170を含んでいる。この回路の基本動作は、振幅検出器156を介してチャンネルA'およびB'からの信号の相対的振幅をまず決定することである。検出器156の出力電圧は可変減衰器160および結合回路50に送られる。この出力電圧はアナログまたはデジタル形態で使

用され、可変減衰器160中のダイオードバイアスを設定し、またはデジタル位相シフト装置58, 60のための適当なビットを設定するために使用される。

校正回路50は信号A'およびB'の相対的振幅をまず決定しなければならず、そのため信号A''およびB''は位相検出器170による位相比較のために等しくされる。振幅検出器156は2つの入力信号A'およびB'を受け、これらの信号の相対的振幅に関する信号を出力する。振幅検出器156の構成の一例が第4図に示されている。入力信号A'およびB'はダイオード156Aおよび156Bおよびローパスフィルタ156Cおよび156Dにより2乗法則で検出される。その結果のフィルタ出力は入力振幅の2乗に比例する。これらの出力は直接可変減衰器を制御するために使用され、チャンネルA'の信号は可変減衰器160を構成する結合器162、1対の整合したPINダイオード163, 165、および出力3dB、90°ハイブリッド結合器166で構成されている。B'チャンネル減衰回路は入力3dB、90°ハイブリッド結合器164、整合したPINダイオード167, 169、および出力3dB、90°ハイブリッド結合器168で構成されている。ハイブリッド結合器162, 163, 164, 168の使用しな

いポートは整合負荷で終端される。各減衰回路の入力結合器は信号を両方のPINダイオードに等しく分割する。ダイオードがゼロバイアスまたは逆バイアスであれば、それらは開放回路となり、それは全ての信号が出力ハイブリッド結合器に通過してそこで分割された信号がハイブリッド出力ポートで結合されることを許容する。ダイオードまたは回路による何等かの不平衡は出力ハイブリッド結合器の整合した負荷において消滅する。PINダイオードが順バイアスであるときダイオードは電流を引出してダイオード抵抗は減少し、ダイオードは信号の一部を吸収し、一方信号の一部は反射して戻り、対応する入力ハイブリッド結合器の整合した負荷に供給される。信号の残りは出力ハイブリッドの出力ポートで結合される。減衰が整合したダイオードにより行われるため、任意の減衰設定に対して位相シフトはない。もしもPINダイオード減衰回路の代りに位相シフト装置が使用されるならば、出力電力は出力ポートと出力ハイブリッド結合器の整合した負荷との間で

る制御電圧は次の式で与えられる。

$$V = -2 \tan^{-1}(A/B)$$

ここでAおよびBは入力信号の振幅であり、正またはゼロの数である。この電圧は計算回路156E、2乗根回路156P、および2個の限界アーカンジェント回路156Gにより検出された信号から導出される。反転された信号はまたインバータ156Hを介して異なる対の他の位相シフト装置に対して与えられる。

可変減衰回路160は2個の可変減衰回路から構成され、それぞれ非反射性で、位相シフトのないPINダイオード減衰回路である。A'チャンネル減衰回路は入力3dB、90°ハイブリッド結合器162、1対の整合したPINダイオード163, 165、および出力3dB、90°ハイブリッド結合器166で構成されている。B'チャンネル減衰回路は入力3dB、90°ハイブリッド結合器164、整合したPINダイオード167, 169、および出力3dB、90°ハイブリッド結合器168で構成されている。ハイブリッド結合器162, 163, 164, 168の使用しな

分割される。しかしながらこれは位相シフト装置の設定に応じて出力電力に位相シフトを生じる。

位相検出器170は等しい振幅の2つの同じ周波数の入力信号を受け、入力信号間の位相差に比例した電圧を出力する。したがって位相検出器170は次のような数学的関係を示す。

$$\begin{aligned} V_{out} &= k(\phi_A - \phi_B), \\ -180^\circ < (\phi_A - \phi_B) &< 180^\circ \end{aligned}$$

ここで ϕ_A および ϕ_B は2つの入力信号の位相であり、kは比例定数である。位相検出器170の一例は第5図に示されている。入力A'', B''は90°ハイブリッド結合器172および0°ハイブリッド結合器174により全体で4個の信号に分割され、それらは2個の二重平衡ミキサ176, 178中で比較され、位相差のサインおよびコサインに比例する信号を生成する。これらのサインおよびコサイン信号はさらに4限界アーカンジェント関数回路180によって処理されて所望の出力を生じる。反転された信号はまたインバータ182を介して出力され、差動対の位相シフト装置52, 54の他方の

位相シフト装置を駆動する。

第1図の結合回路50は第3図の遅延ライン114、116に後続し、入力位相シフト装置52、54、入力3dB 90°ハイブリッド結合器66、電力分割位相シフト装置58、60、および出力3dB 90°ハイブリッド結合器82より構成されている。第1図および第3図には位相シフト装置対が示されているが、入力におけるただ1つの位相シフト装置およびハイブリッド結合器間のただ1つの位相シフト装置だけが必要である。もしも1個の位相シフト装置が使用されるのであれば、値は丁度2倍である。例えば $\phi = -45^\circ$ および $\phi = +45^\circ$ の代りに $\phi = -90^\circ$ 、または $\phi = +90^\circ$ に設定して一方または他方の位相シフト装置を除くことができる。

位相シフト ϕ および ψ はチャンネルAおよびBからの信号を適当に分割するために使用されそれ故AおよびBからの信号が同位相であれば、全部の信号が出力ポート64に現れ、出力ハイブリッド結合器82の整合負荷86には全く現れない。位

相シフト ϕ および ψ の設定はポートBの信号の振幅に対するポートAの信号の振幅によってのみ決定される。この測定は校正回路中の振幅検出器158によって行われる。

入力位相シフト装置52、54の位相シフト ϕ および ψ の設定はポートAおよびBにおける信号の相対的位相により決定される。これらの入力位相シフト装置は適切に調整され、そのため2つの信号AおよびBは可変電力分割器の出力ハイブリッド結合器62に入るとき同位相である。

別の校正回路150'が第6図に示されている。これは第3図の校正回路150と比較すると、簡単であること、フィードバックを使用することおよび部品整合されていること等を含むいくつかの点で相違している。校正回路150'は簡単化された回路であるから、第3図の校正回路150と比較すると廉価であり、しかも信頼性が高い。フィードバックの使用により自動的に部品の不完全性が補正され、温度変化および経年変化による影響も補償される。最後に校正回路150'は結合回路と高度に共

通性を有しているから、共通の部品は容易に整合させることができ校正動作と結合動作との間のエラーが減少する。

この別の校正回路150'は次のように動作する。2つの入力信号は結合回路50'の複製回路に供給され、この複製回路は位相シフト装置202、204、結合器208、212、および位相シフト装置210を含んでいる。複製結合回路は最終のハイブリッド結合器212から2つの利用できる出力を発生する。これらの出力は位相弁別器214に供給され、この位相弁別器214はIおよびQ出力を有する。位相弁別器214は前の位相シフト装置202、206、210の設定におけるエラーに比例する2つの電圧IおよびQを発生する。位相弁別器214は通常の装置であり、それは2つの入力信号を受信して2つの出力信号IおよびQを発生する。I出力は2つの入力信号間の位相差のコサインに比例し、Q出力は位相差のサインに比例する。出力信号IおよびQはまた2つの入力信号の2つの振幅の積に比例する。したがって一方の入力信号がゼロであれば、

出力信号IおよびQは共にゼロである。電圧Iは増幅され、位相シフト装置210に供給される。電圧Qは増幅器216によって増幅され、位相シフト装置202に供給され、またインバータ204を介して位相シフト装置208に供給される。これはフィードバックループを形成し、それは自動的に位相シフト装置を任意の入力偏波に対する最適の結合に調整する。位相シフト装置設定はそれから実際の結合回路50'に移され、それは最終的な結合を行う。校正回路150'と結合回路50'の間のサンプルおよび保持回路218、220、222はサンプルおよび保持回路224によって制御され、結合回路50'中への雑音の転送を阻止し、またパルス信号の立下り線に対する設定を保持する。

上述の実施例はこの発明の原理を説明するための可能な特定の例を単に示しただけのものであることを理解すべきである。例えばこの発明は、直交偏波された信号成分を出力する受信アンテナシステムにおける使用に限定されるものではない。直交偏波の場合には出力信号は最大になるが、同

じ偏波方向ではない任意の2個のアンテナに対しても有効である。当業者は特許請求の範囲に記載された発明の技術的範囲を逸脱することなくこれらの原理にしたがって種々の変形、変更を行うことが可能であることを認識するであろう。

4. 図面の簡単な説明

第1図は、入力R.F.信号に受信アンテナを偏波整合するために有用な結合回路の簡単化された概略ブロック図である。

第2図は、この発明による適応偏波整合回路を使用する受信システムの簡単化された概略ブロック図である。

第3図は、第2図の受信システムの詳細なブロック図である。

第4図は、第3図の校正回路を構成する振幅検出器を示す概略ブロック図である。

第5図は、第3図の校正回路を構成する位相検出器を示す概略ブロック図である。

第6図は、別の適応偏波整合システムの概略ブロック図である。

50…結合回路、52.54.58.60…位相シフト装置、
56.62…ハイブリッド結合器、150…校正回路。

出願人代理人 弁理士 鈴江 武彦

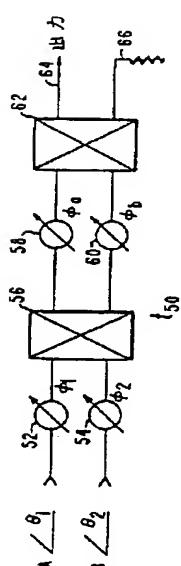


Fig. 1.

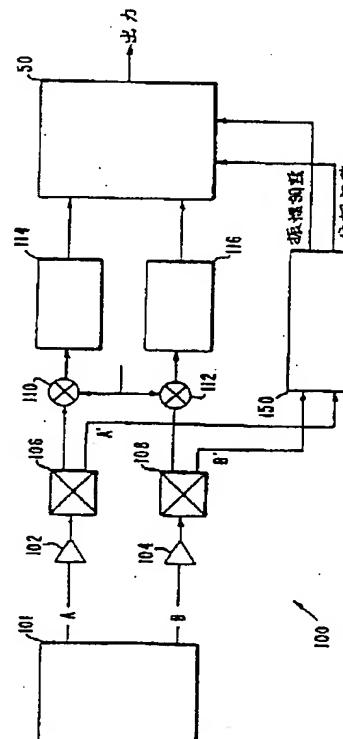


Fig. 2.

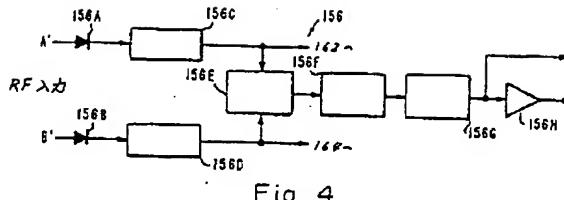


Fig. 4.

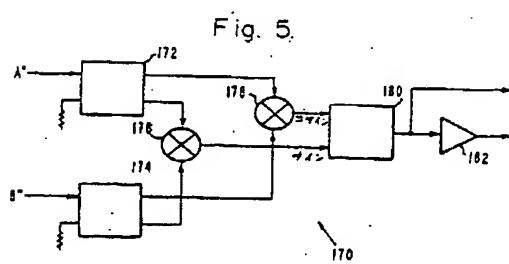


Fig. 5.

Fig. 3.

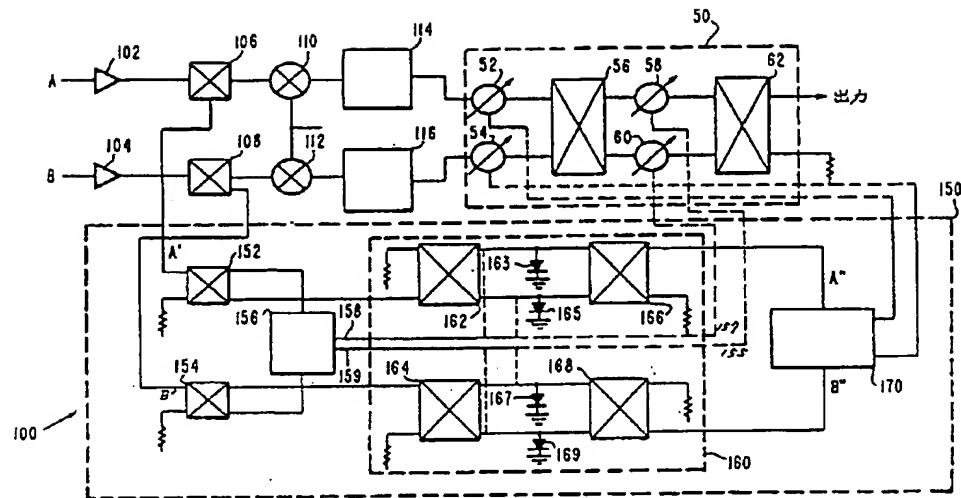


Fig. 6.

